

# Patent Abstracts of Japan

PUBLICATION NUMBER : 06124285  
PUBLICATION DATE : 06-05-94

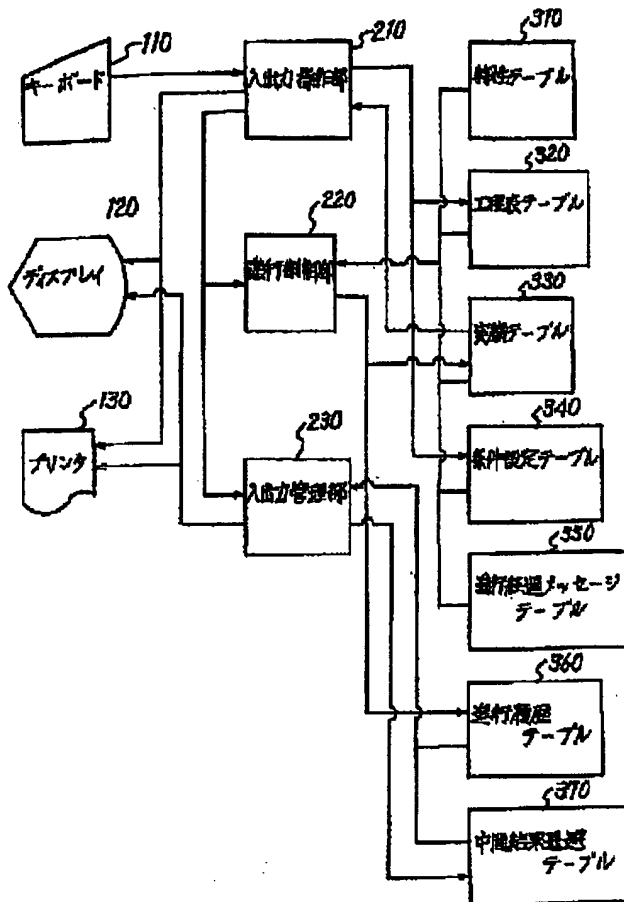
APPLICATION DATE : 06-08-92  
APPLICATION NUMBER : 04209993

APPLICANT : SOFTWARE SEKKEI:KK;

INVENTOR : MATSUMURA KOICHI;

INT.CL. : G06F 15/21

TITLE : EVENT DRIVING TYPE PROJECT  
MANAGEMENT SIMULATOR



ABSTRACT : PURPOSE: To attain a work instruction by the process chart of each work item, and to control the progress of a simulation based on the timing of the occurrence/end of an even with a reader work as a center, in a simulator which simulates a system development, and educates a project management.

CONSTITUTION: This device is equipped with an input and output control part 210 which controls an input and output, progress control part 220 which allows the simulation to progress only in the time amount of the reader work, input and output managing part 230 which manages the progressing state of the project, and process chart table 320 which designates the execution schedule and person in charge of each work unit. Therefore, an education participant can experience the simulation of a situation actually accompanied with a risk in which an educational opportunity can not be applied by the simulator, and receive the education in the situation close to the actual work activity. Thus, the participant can learn a practical project managing performance in a short time.

COPYRIGHT: (C)1994,JPO&Japio

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許

特開

(43) 公開日 平

(51) Int. Cl. <sup>8</sup>	識別記号	片内整理番号	P I
H 0 2 M 3/28	P		
3/155	P		

審査請求 未請求 請求項の数:

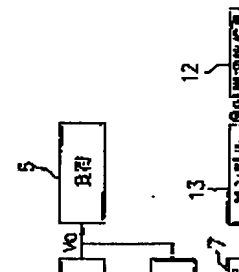
(21) 出願番号	特願平6-124285	(71) 出願人	000006655 新日本製鐵株式会社 東京都千代田区大手町
(22) 出願日	平成6年(1994)5月13日	(72) 発明者	平野 芳生 川崎市中原区井田161 式会社先端技術研究所
		(72) 発明者	田中 哲郎 鹿児島市都元1丁目2 工学部内
		(74) 代理人	弁理士 國分 孝悦

(54) 【発明の名称】 スイッチングレギュレータ

(57) 【要約】

【目的】 回路に発生する伝導ノイズ、放射ノイズのピークレベルを低減できるPWM制御方式によるスイッチングレギュレータを得る。

【構成】 三角波信号8の最大値を検出回路14で検出し、そのタイミングでサンプルホールド回路13により、三角波信号8とは異なる一定周波数、振幅を有する



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 入力電圧をスイッチングするスイッチング素子と、

上記スイッチング素子のスイッチングにより得られる矩形波信号を整流平滑して出力電圧と成す整流平滑回路と、

コンデンサの充電・放電動作により一定振幅の三角波信号を発生すると共にこの三角波信号の周波数を所定の範囲でランダムに変調可能に成された三角波信号発生回路と、

上記三角波信号発生回路から得られる三角波信号と上記出力電圧とを比較することにより上記スイッチング素子をスイッチングするスイッチング信号を得る比較回路と、

上記三角波信号発生回路から得られる三角波信号の最大値又は最小値を検出する検出回路と、

上記三角波信号発生回路から得られる三角波信号とは異なる一定周波数、一定振幅を有する変調用信号を発生する変調用信号発生回路と、

上記変調用信号発生回路から得られる変調用信号を上記検出回路の検出に応じてサンプリングして保持し、保持した信号を上記三角波信号発生回路を変調する制御信号と成すサンプルホールド回路とを備えたスイッチングレギュレータ。 20

【請求項 2】 入力電圧をスイッチングするスイッチング素子と、

上記スイッチング素子のスイッチングにより得られる矩形波信号を整流平滑して出力電圧と成す整流平滑回路と、

コンデンサの充電・放電動作により一定振幅の三角波信号を発生すると共にこの三角波信号の周波数を所定の中心周波数の略り、8～1.2 倍の範囲でランダムに変調可能に成された三角波信号発生回路と、

上記三角波信号発生回路から得られる三角波信号と上記出力電圧とを比較することにより上記スイッチング素子をスイッチングするスイッチング信号を得る比較回路とを備えたスイッチングレギュレータ。 30

【請求項 3】 入力電圧をスイッチングするスイッチング素子と、

上記スイッチング素子のスイッチングにより得られる矩形波信号を整流平滑して出力電圧と成す整流平滑回路と、

コンデンサの充電・放電動作により一定振幅の三角波信号を発生すると共にこの三角波信号の周波数を所定の中心周波数の略り、8～1.2 倍の範囲でランダムに変調可能に成された三角波信号発生回路と、

上記三角波信号発生回路から得られる三角波信号と上記出力電圧とを比較することにより上記スイッチング素子をスイッチングするスイッチング信号を得る比較回路と、 40

(2)

特開平 7-312863

2

上記三角波信号発生回路から得られる三角波信号の最大値又は最小値を検出する検出回路と、

上記三角波信号発生回路から得られる三角波信号とは異なる一定周波数、一定振幅を有する変調用信号を発生する変調用信号発生回路と、

上記変調用信号発生回路から得られる変調用信号を上記検出回路の検出に応じてサンプリングして保持し、保持した信号を上記三角波信号発生回路を変調する制御信号と成すサンプルホールド回路とを備えたスイッチングレギュレータ。 40

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、パルス幅制御されたスイッチング信号によりスイッチング素子を制御することにより、安定な出力電圧を得るようにしたスイッチングレギュレータに関する。 50

【0002】

【従来の技術】 図 1 は従来の他励フォワード型スイッチングレギュレータを示す構成図である。図において、1 は入力電圧  $V_i$  を得る電源入力部、2 は入力電圧  $V_i$  のスイッチングを行うスイッチング素子で、トランジスタ、FET、IGBT 等の半導体素子が用いられる。3 はスイッチングされた電圧を次段の回路に加える絶縁用のトランス、4 はトランス 3 から出力される矩形波電圧を整流平滑して出力電圧  $V_o$  を得る整流平滑回路で、ダイオード 4a、4b、チョークコイル 4c、コンデンサ 4d で構成される。5 は出力電圧  $V_o$  が供給される負荷である。 60

【0003】 6 は出力電圧  $V_o$  を分圧して  $V_o'$  の変動  $V_{o'}$ 、 $V_{o''}$  等を検出する抵抗素子で構成される分圧回路、7 は所定周波数の三角波信号 8 を発生する三角波信号発生回路で、コンデンサの充電電圧をトランジスタで制御することにより、三角波信号 8 を発生する公知の構成を有している。9 は分圧回路 6 の出力電圧と三角波信号 8 とを比較して両者の差を増幅し、PWM 制御された信号として出力する誤差増幅器から成る比較回路、10 は上記 PWM 制御信号をスイッチング素子 2 を駆動するのに充分なスイッチング信号 11 に変換するドライブ回路である。 70

【0004】 次に上記構成による動作について説明する。電源入力部 1 から得られる入力電圧  $V_i$  はドライブ回路 10 から得られるスイッチング信号 11 により制御されるスイッチング素子 2 でスイッチングされ矩形波電圧に変換される。この矩形波電圧はトランス 3 を介して整流平滑回路 4 で整流平滑され、出力電圧  $V_o$  となって負荷 5 に供給される。

【0005】 この出力電圧  $V_o$  は分圧回路 6 で検出され比較回路 9 に加えられて、三角波信号発生回路 7 から得られる三角波信号 8 と比較される。この比較結果得られる PWM 制御信号はドライブ回路 10 を介してスイッチ 80

(3)

特開平7-312863

3

ング信号11としてスイッチング素子2をスイッチング制御する。以上の構成及び動作により、出力電圧 $V_o$ を一定に制御するようにしている。

【0006】図14は比較回路9における動作を説明するためのタイミングチャートを示す。図14(A)は出力電圧 $V_o$ が $V_{o1}$ 及び $V_{o2}$ に変化した場合の三角波信号8との関係を示す。同図(B)はそれぞれの場合において得られるPWM制御信号のパルス幅の変化を示すもので、図示のように、出力電圧が $V_{o1}$ と高くなった場合は\*

$$V_o = T_{ON} / (T_{ON} + T_{OFF}) \times N_S / N_P \times V_i \dots (1)$$

【0009】ここで、 $T_{ON}$ はパルス電圧が図14で示したHレベルの間の時間、 $T_{OFF}$ はパルス電圧がLレベルの間の時間、 $N_P$ は図13のトランス3の1次側巻数、 $N_S$ は2次側巻数である。

【0010】以上の説明及び式(1)からも明らかなように、負荷により出力電圧 $V_o$ が変動した場合や、入力電圧 $V_i$ が変動した場合は、 $T_{ON}$ 、 $T_{OFF}$ の時比率を変えることにより、一定の出力電圧 $V_o$ が得られる。

【0011】上述したPWM制御方式の他励フォワード型スイッチングレギュレータでは、周波数が一定の三角波信号を用いているため、負荷が安定で、入力電圧が一定な場合、一定の周波数でスイッチング素子をON/OFFすることになる。このような場合、回路に発生する伝導ノイズ、放射ノイズも特定の周波数でピークを持つようになる。

【0012】その様子を示した例が図15である。これは入力電圧に含まれる伝導ノイズをスペクトルアナライザにより計測したもので、縦軸はノイズ電圧レベル、横軸は周波数を示している。図中のAで示したノイズはスイッチング素子のON/OFF周波数(スイッチング周波数)の基本波によるノイズで、Bはその高調波成分のノイズ、C及びDは2次側整流ダイオードの逆回復特性や、トランスの巻線方法等に起因する漏れ磁束等により発生するノイズとして知られている。

【0013】図15は伝導ノイズのスペクトル分析例であるが、放射ノイズも伝導ノイズと同様に発生し、その周波数領域での特徴は伝導ノイズと同じものである。

【0014】このようなノイズは、騒音が発生したり、他の各種電子機器に悪影響を与えるため、ノイズレベルのピーク値を抑えるために、従来はコンデンサ、インダクタで構成されるノイズフィルタ回路等が用いられていた。この方法は、発生したノイズのピークレベルを減衰するのに有効な手段であるが、十分に減衰させるためには、減衰特性に係る高価なコンデンサ、インダクタを用いるか又はコンデンサ、インダクタで構成されるフィルタ回路を多段階接続する必要があった。これらの方法では、経済的に高価になること、多段階接続によって回路実装体積が増大する等の問題が生じていた。

【0015】また、上記方法とは別に特定周波数でノイズピークが立たないように、スイッチングの基本周波数

4

\*パルス幅が狭くなり、出力電圧が $V_{o1}$ と低くなった場合はパルス幅が広くなることが判る。

【0007】このようにしてPWM制御されたパルス電圧に応じてスイッチング素子2をON/OFFすることにより、出力電圧 $V_o$ の安定化を行うようにしている。このON/OFFの比率(時比率と呼ぶ)と出力電圧 $V_o$ とは、理想的な回路では次のような関係が成り立つことが知られている。

【0008】

を周波数領域で分散させる方法が知られている。この方法は例えば特開昭63-69465号公報に開示されている。

【0016】上記公報に開示された方法は、スイッチングの基本周波数を決定する三角波信号の周波数を一定の範囲でランダムに変化させることにより、スイッチングの基本周波数及び高調波分を周波数領域で分散させるようにしている。

【0017】

【発明が解決しようとする課題】上記公報に開示された方法は、ノイズピークレベルを抑制するのに有効な方法と思われる。しかしながら、この方法を実際に図13に示した他励フォワード型スイッチングレギュレータに用いようすると次のような問題が生じていた。

【0018】上記公報によれば、三角波信号の中心周波数 $f_p$ に対して $\pm f_b/2$ の周波数範囲で三角波信号の周波数を変化させることにより実現し、 $f_b$ が大きいかほど、ノイズ分散の効果が現れるとしている。そこで、本発明者は図13に示した他励フォワード型スイッチングレギュレータに適用するために、 $f_p = 100\text{KHz}$ とし、 $f_b = 100\text{KHz}$ として実験を行うことにした。すなわち、50~150KHzの周波数範囲で三角波信号の周波数を任意に変化させるものとする。以上の条件で実施するためにまず、図13に示した他励フォワード型スイッチングレギュレータのトランス3を設計した。

【0019】通常他励フォワード型スイッチングレギュレータのトランスを設計する場合、トランスに用いられる磁性材料の磁気特性を考慮して設計される。このトランスの磁束密度変化量 $\Delta B$ は、1次側巻線に印加される入力電圧 $V_i$ とスイッチング素子がonしている時間 $t_{on}$ 、1次側巻数 $N_P$ 、トランスの断面積 $S$ により決定される。この関係は次式で示される。

【0020】

$$\Delta B = V_i \times t_{on} / (N_P \times S) \dots (2)$$

【0021】この $\Delta B$ が取り得る範囲は、磁性材料の周波数、スイッチング周波数、周囲温度により制限され、例えばスイッチングレギュレータ用トランスで広く用いられているソフトフェライトの場合、周波数100KHz、周囲温度60度で、1個のスイッチング素子を用い

(4)

特開平7-312863

5

6

た他励1石フワード型スイッチングレギュレータ用トランスの場合、 $\Delta B = 0.2 \sim 0.4$  T程度である。

【0022】以上の条件に従い、入力電圧 $V_i$ を130 V（直流）、周波数を基本周波数の100 KHzとし、巻数を $NP = 20$ ターン、 $\Delta B$ の上限値が0.3 Tのソフトフェライトでトランスの大きさ（断面積）を算出すると、

$$S = 108.3 \text{ mm}^2$$

となる。尚、計算するに際し、 $t_{on}$ 時間は周波数の周期の0.5倍とした。一般に他励1石フワード型スイッチングレギュレータ用のトランス設計を行う場合、 $t_{on}$ 時間をスイッチング周期の0.5倍を上限値とするのは広く知られている。

【0023】しかしながら、上記断面積 $S$ を有するトランスを用いて上記公報の方法を実施しようとすると、ランダムに変化する周波数が100 KHzより低くなった場合、磁気飽和現象が生じてしまう。（2）式からも判るように、スイッチング周波数が低下した場合、すなわち $t_{on}$ 時間が増加した場合、 $\Delta B$ は増大する。

【0024】その割合は周波数と反比例関係にあるので、周波数を変化させて、最小周波数の50 KHzになった瞬間に $\Delta B$ は100 KHzの時の2倍の値0.6 Tとなり、用いたトランス材料の $\Delta B$ の上限0.3 Tを大々

$$I_{rip} = V_i / (L \times f) \times (1 - NP / NS \times V_o / V_i) \dots (3)$$

【0028】ここで、 $I_{rip}$ はリップル電流、 $L$ はチョークコイルのインダクタンス、 $f$ はスイッチング周波数である。

【0029】式（3）からも判るようにスイッチング周波数 $f$ が低下すると、 $I_{rip}$ は増大し、先の例で、スイッチング周波数 $f$ が100 KHzから50 KHzになった場合、リップル電流は100 KHzの時の2倍となる。

【0030】チョークコイルに流れるリップル電流分は、図13の平滑用コンデンサ4dのインピーダンス成分とのかけ算で、出力電圧 $V_o$ の変動分となる。

【0031】従って、リップル電流の増加分が、そのまま出力電圧の変動増加分となってしまふ。この問題を回避するには、チョークコイルのインダクタンスを大きなものとしなければならない。そのためにチョークコイル自体を大型化する必要が生じ、基板上の実装体積を著しく増加させる上、経済的にも高価なものとなる。あるいは、低インピーダンス部品を用いる方法もあるが、チョークコイル同様、部品サイズの大型化、高価格化となる。

【0032】以上述べたように、他励フワード型スイッチングレギュレータでは、上記公報にある方法を実施しようとすると、三角波信号の中心周波数に対して変化させる周波数の幅を増すことによって、ノイズの分散効果、すなわちノイズピークレベルの減少には効果があるものの、現実には部品特性に周波数依存性を持つトラン

スが大きく超過して磁気飽和現象を生じてしまう。トランスが飽和すると、トランスの発熱が急増し、トランスを構成する巻線やボビン部分に熱破壊を生じさせたり、トランス周囲に装着されているコンデンサや半導体素子等の電子部品の寿命を著しく低減させる。さらに、1次側の電流ピークが増大し、1次側の電子部品を破壊してしまう。

【0025】これらの問題を解決するために、1次側のトランス巻数を増す方法があるが、巻数の増大とともに、巻線に生じる銅損失が増大したり、巻線を行うためのスペース（トランス窓面積）が増加し、サイズの大きなトランスを使用する必要がある。また、トランスの断面積を増加させる方法があるが、先の例で考えると、50 KHzの場合に $\Delta B$ の上限を越えないトランス断面積は、 $S = 216.4 \text{ mm}^2$ で、100 KHzで設計した場合の2倍の大きさとなり、基板上の実装体積を著しく増加させる上、経済的にも高価なものとなる。

【0026】また、2次側の平滑動作にも問題が生じる。図13の平滑用チョークコイル4cには直流に三角波のリップル電流が流れ、そのリップル電流値は次の式で求められる。

$$【0027】$$

ス及び、2次側の平滑用チョークコイル、コンデンサ等の負担が増大し、実装が困難である。負担を軽減するには、変化させる周波数の幅を狭くすることが容易な方法であるが、ノイズの周波数領域での分散効果をそこなう可能性がある。

【0033】以上のように三角波信号の中心周波数に対して変化させる周波数の幅を決定するのは、部品特性がスイッチング周波数に依存する電子部品にとって極めて重要な問題となる。

【0034】また、三角波信号の周波数を変調するタイミングについても、問題が生じた。本発明者は上記タイミングを三角波信号の中心周波数の周期の整数倍として実験を行った。例えば、100 KHzの周波数の10倍の周期間隔でトリガ信号を生成するタイマを用い、このトリガ信号のタイミングで三角波信号の変調を行ったがノイズ分散の効果、すなわちノイズピークレベルの低減は、変調を行う前に比べて、5～10%程みられたが、未だ充分な低減効果は得られなかった。

【0035】次にトリガ周期を中心周波数で行おうとしたが、三角波信号が乱調を起こし、実施できなかった。これは三角波信号の発振をコンデンサの充放電動作により行っているが、コンデンサの充電の途中、あるいは放電の途中に変調動作を行おうとしたため乱調した。このように、三角波信号の変調の間隔及びタイミングも実施するにあたり重要な要素であるが、このことについては上記公報や他の文献においても記載は無い。

(5)

特開平7-312863

7

【0036】他励1石フワード型スイッチングレギュレータを例に、問題点を述べたが、他励チョッパ型スイッチングレギュレータでも同様な問題が生じる。他励チョッパ型は構成上、他励フワード型と比較して、絶縁用トランスは無いが、平滑用チョーク、コンデンサ等、周波数依存性を有する電子部品に生じる問題は、他励フワード型とまったく同じである。また、他励フライバックスイッチングレギュレータは、構成上、他励フワード型と比較して、2次側の平滑動作は異なるが、絶縁用トランスに生じる問題は、まったく同じである。

【0037】以上述べたように、三角波信号の周波数をランダムに変化させることにより伝導ノイズ、放射ノイズのピーク値の低減を行おうとすると、変調する周波数の幅が広がれば、周波数特性を有するトランスや2次側平滑用チョークコイル、コンデンサに負担が生じるという問題が生じた。

【0038】また、実施するにあたり周波数をランダムに変調するためのランダム信号を発生させる必要がある。適宜ランダムな信号を得る方法としてよく知られる方法は、デジタルICで構成された回路でモンテカルロ法等のロジックを組み立て、DA変換する方法がある。しかしこれらの方法は、構成上、ロジック用IC、クロック用IC、DA変換用ICと少なくとも3個のICを必要とし、回路構成も複雑となり、さらにIC駆動用のクロックの周波数がノイズとなる等の新たな問題が生じていた。

【0039】尚、以上述べた従来技術、問題点等は、例えば「実用電源回路設計ハンドブック 戸川治朗著 CQ出版」、「実用電子回路ハンドブック4 CQ出版」、「トランジスタ技術 special No. 28 CQ出版」等に記載されている。

【0040】本発明は上記問題を解決するためになされたものであり、三角波信号を用いたPWM制御方式スイッチングレギュレータにおいて、ノイズを周波数領域で分散させ、そのピークレベルを低減する際の回路素子の選択、設計が容易で、かつ簡単な回路構成により実現することのできるスイッチングレギュレータを提供することを目的としている。

【0041】

【課題を解決するための手段】請求項1の発明は、コンデンサの充放電により発生され、かつその周波数が所定範囲でランダムに変調される三角波信号と出力電圧とを比較することにより、PWM制御されたスイッチング信号を得るようにしたスイッチングレギュレータにおいて、三角波信号の最大値又は最小値を検出する検出回路と、三角波信号とは異なる一定の周波数、振幅を有する変調用信号を上記検出回路の検出に応じてサンプリングして保持するサンプルホールド回路とを設け、サンプルホールドされた信号を三角波信号の周波数変調用の制御信号として用いるようにしたものである。

8

【0042】請求項2の発明は、コンデンサの充放電により発生され、かつその周波数が所定範囲でランダムに変調される三角波信号と出力電圧とを比較することにより、PWM制御されたスイッチング信号を得るようにしたスイッチングレギュレータにおいて、三角波信号の周波数をその中心周波数の略0.8～1.2倍の範囲で変調可能な三角波信号発生回路を設けている。

【0043】請求項3の発明は、コンデンサの充放電により発生され、かつその周波数が所定範囲でランダムに変調される三角波信号と出力電圧とを比較することにより、PWM制御されたスイッチング信号を得るようにしたスイッチングレギュレータにおいて、三角波信号の周波数をその中心周波数の略0.8～1.2倍の範囲で変調可能な三角波信号発生回路と、三角波信号の最大値又は最小値を検出する検出回路と、三角波信号とは異なる一定の周波数、振幅を有する変調用信号を上記検出回路の検出に応じてサンプリングして保持するサンプルホールド回路とを設け、サンプルホールドされた信号を三角波信号の周波数変調用の制御信号として用いるようにしたものである。

【0044】

【作用】請求項1の発明によれば、三角波信号発生回路を構成するコンデンサが充電・放電を完了する毎に、すなわち三角波信号が所定の最大値又は最小値に達する毎に周波数変調動作が開始されるので、三角波信号の波形が乱れる等の乱調がなくなり、精度の良い制御が行われると共に、図10に示すように優れたノイズピークの低減効果が得られる。

【0045】請求項2の発明によれば、トランスが飽和することがなく、回路素子の選択、設計が容易となり、また、図7に示すように優れたノイズピークの低減効果が得られる。

【0046】請求項3の発明によれば、三角波信号発生回路を構成するコンデンサが充電・放電を完了する毎に、すなわち三角波信号が所定の最大値又は最小値に達する毎に周波数変調動作が開始されるので、三角波信号の波形が乱れる等の乱調がなくなり、精度の良い制御が行われると共に、トランスが飽和することがなく、回路素子の選択、設計が容易となり、また、図7、図10に示すように優れたノイズピークの低減効果が得られる。

【0047】

【実施例】先ず、本発明の実施例の説明に先立ち本発明を原型的に説明する。本発明者は三角波信号の周波数変調範囲とノイズピークレベルとの関係を実験により求めた。実験は図13のスイッチングレギュレータについて三角波信号の周波数変調範囲を変化させてノイズピークレベルを観察することにより行った。

【0048】図7はその実験結果を示す。図7において縦軸はノイズピークレベルの低減率を示し、周波数変調を行わないときに行ったときの各ノイズピークレベルを

(6)

特開平7-312863

9

10

高い順に10個ずつピーク値を選択し、そのピーク値を平均化した値を用いて次のように定める。

【0049】低減率＝(変調後のピーク値の平均値)／(変調前のピーク値の平均値)…(4)

【0050】このように表現したのは、スペクトルアナライザによるノイズ測定時のグラントノイズの影響を取

変調幅の比率(%)＝(f b/2)／f a×100…(5)

【0052】尚、図7中のf a 1は中心周波数が100 KHz、f a 2は中心周波数が200 KHzで実験した結果である。

【0053】図7より明かなように、周波数の変調幅を増大させれば、ノイズピークレベルは低下していく。その関係は変調幅が中心周波数の±20%まではほぼ直線的な関係にあるが、それ以上の変調幅にしてもノイズピークの低減効果はあまり見られないことが判った。これは、ある値を中心に規定された周波数範囲内でランダムな信号を人工的に発生させようとすると、中心にした値を最高度数とした確率密度分布が生じることによる。この関係は、中心周波数を変化させても変わらず、また他励フォワード型に限らず、他励チョッパ型、他励

フライバック型にも共通してみられた。

【0054】以上によれば、特に変調幅を大きく取らなくても、±20%以内、すなわち中心周波数の0.8倍から1.2倍の周波数範囲でランダムに周波数を変化させれば、十分なノイズ低減効果が得られることが判った。この事実により、スイッチングレギュレータ設計時のトランスや2次側平滑用のチョークコイル、コンデンサの設計上下限値が決定でき、ノイズ低減のための必要十分な部品条件(サイズ、特性値)を決定することができ

【0055】次に、本発明では、周波数を変化させるタイミングとして、任意のタイミングではなく、三角波信号の最大値又は最小値と同期させて行うようにしている。これによって三角波信号発生用のコンデンサの充電途中、放電途中に変調する動作を防止できる。具体的には、図9に示したように三角波電圧がHレベルに達した瞬間かその近傍、もしくはLレベルに達した瞬間かその近傍でトリガ信号を発生させ、そのトリガ信号のタイミングで変調を行うことである。

【0056】さらに、変調の時間間隔とノイズ低減効果との関係について本発明者は実験を行った。その結果、三角波信号の1周期間隔で変調を行うことが最も効果的であることがわかった。この実験結果を図10に示す。実験は図13で説明した他励フォワード型を基本とし、三角波信号の中心周波数を100 KHz、変調範囲を±20%(80 KHz～120 KHz)とし、変調の間隔を変えてノイズピークの低減効果を測定した。尚、図10中の縦軸の定義は、図7の縦軸と同じである。横軸は変調間隔の時間と周期の比であり、例えば1.0の値は1周期間隔で変調、2.0は2周期間隔で変調したこと

より除くためである。また横軸は、三角波信号の中心周波数に対する変調周波数の幅の比率を表し、その定義を図8を用いて説明する。図8において、f aは中心周波数を示し、f bは変調周波数の幅を示す。このとき、変調幅の比率は次式で定義される。

【0051】

を示す。

【0057】図10に示したように、変調間隔を小さくするほど、ノイズピークの低減効果は大きくなり、三角波信号の1周期間隔で低減効果が最大になることが判った。これは変調間隔を小さくするほど、より分散効果が増すためである。

【0058】以上の方法により、最も安定な変調タイミング、最も効果的な変調間隔で周波数の変調が実現できる。

【0059】次に上述した原理に基づく本発明の実施例について説明する。

【0060】図1は第1の実施例を示すもので、本発明を他励フォワード型スイッチングレギュレータに適用した場合を示す。

【0061】図1において、1～11は図13の同一符号部分と実質的に対応している。12は三角波信号8を周波数変調するための三角波信号8とは異なる一定周波数、一定振幅を有する変調用信号e。を発生する変調用信号発生回路、13は変調用信号e。を三角波信号8の最大値のタイミングでサンプリングしてホールドするサンプルホールド回路、14は三角波信号8の最大値を検出してサンプルホールド回路13にサンプリング信号を与える最大値検出回路である。

【0062】次に上記構成による動作について説明する。

【0063】変調用信号発生回路12は三角波信号8とは異なる一定の周波数、振幅を持つ変調用信号e。を常に発生してサンプルホールド回路13に送っている。変調用信号e。とは、具体的には、スイッチング素子2のスイッチング周波数において、変調周波数帯域とは異なった周波数で一定の振幅を持った信号である。例えば変調周波数帯域が80～120 KHzであれば、20 KHzや、200 KHz等の周波数を持つ信号であり、正弦波、もしくは三角波である。一方、最大値検出回路14は三角波信号発生回路7で発生される三角波信号8の最大値を検出し、検出する毎に、すなわち、三角波信号の1周期毎にサンプリング信号を出力する。

【0064】サンプルホールド回路13はこのサンプリング信号に基づいて変調用信号e。をサンプリングして三角波信号発生回路7に周波数変調のための制御信号として与える。三角波信号発生回路7は上記制御信号のレベルに応じてこの三角波信号発生回路7を構成するコンデンサの充放電を制御する。このとき、三角波信号8が

11

所定の最大値になったとき充電を停止し同時に放電を開始される。また、出力される三角波信号8は所定の中心周波数に対して略0.8〜1.2倍の周波数範囲で変調されるように成されている。

【0065】以上によれば、三角波信号8の周波数変調のタイミングを三角波信号8の最大値で行っているのて、三角波信号8が波形歪みを生じる等の乱調が生じることがない。

【0066】また、三角波信号8をその中心周波数の略0.8〜1.2倍で変調しているのて、トランスが飽和して過熱することがなく、特に大型のトランスを用いることなく、図7に示すように優れたノイズピークの低減効果を得ることができ。

【0067】さらに三角波信号8の1周期毎のタイミングで変調を行っているのて、図10に示すように優れたノイズピークの低減効果を得ることができ。

【0068】図2は実験結果を示す。図において、縦軸はノイズ電圧レベル、横軸は周波数であり、単位、スケールは(A)、(B)とも同一である。(A)は本発明によるもの、(B)は図13の従来のもので測定したものである。両者の比較から本発明を用いた場合の伝導ノイズは、従来のそれより低減されていることが判る。また、本発明によるスイッチングレギュレータの出力の安定性は従来とまったく変わりなく、安定したものであった。また、使用した回路部品は50W出力、100KHzのスイッチング周波数で一般に用いられているものであり、本発明を行うに当たり、特別な素子を用いる必要はなかった。トランスや平滑用チョークコイルはその断面積を20%程度増加させたにとどまり、従来に比較して回路基板の面積はほとんど増やさずに済んだ。

【0069】尚、本実施例では、入力電圧V<sub>i</sub>は48V、出力電圧V<sub>o</sub>は5V、電流10Aである。三角波信号の中心周波数は100KHzで、変調周波数範囲は±20KHz、すなわち、80〜120KHzで1周期毎に変調するようになっている。

【0070】図3は本発明の第2の実施例を示すもので、本発明を他励チョッパ型スイッチングレギュレータに適用した場合を示しており、図1の第1の実施例からトランス3を除いたものと実質的に同一構成となっている。

【0071】図4は実験結果を示す。入力電圧V<sub>i</sub>は5V、出力電圧V<sub>o</sub>は12V、電流3A、三角波信号の中心周波数は200KHz、変調周波数は±40KHz、すなわち160KHz〜240KHzで1周期毎に変調した場合である。(A)は本発明、(B)は従来を示す。本発明によればノイズピークが低減されていることが判る。また、出力電圧V<sub>o</sub>の安定性も従来とまったく変わりなく安定していた。

【0072】尚、従来の場合とは具体的には、図3において12、13及び14の回路を取り除き、200KHz

(7)

特開平7-312863

12

2の固定した周波数で三角波信号を発振させているものであり、他の素子は同一のものである。

【0073】図5は本発明の第3の実施例を示すもので本発明を他励フライバック型スイッチングレギュレータに適用した場合である。図において、15は入力部でAC電圧を入力する。16はAC電圧をダイオードブリッジで全波整流し、コンデンサにより平滑してDC電圧を生成する全波整流回路である。他の部分は図1の第1の実施例と同一に構成されている。

【0074】図6は実験結果を示し、(A)は本発明、(B)は従来である。また出力電圧V<sub>o</sub>は12V、電流10Aである。三角波信号の中心周波数は50KHz、変調周波数は±10KHz、すなわち40KHz〜60KHzで1周期毎に変調されている。変調を行わない従来の方法による同一入出力仕様の場合とは具体的には、図5において12、13及び14の回路を取り除き、50KHzの固定した周波数で三角波信号を発振させているものであり、他の素子は同一のものである。(A)、(B)の比較から本発明を用いた場合の入力部15の伝導ノイズは、従来のそれより低減されていることが判る。また、本発明の出力の安定性は従来の電圧とまったく変わりなく、安定したものであった。

【0075】以上の各実施例のいずれにおいても、本発明によりスイッチングレギュレータに生じるノイズの周波数領域のピーク電圧を低減することができた。また、各実施例は、スイッチング素子が1個の1石型であるが、ハーフブリッジ、フルブリッジ回路のように多石型でも本発明は実施可能であり、その効果に変わりはない。また、各実施例では伝導ノイズについてその効果を述べたが、本発明を用いれば放射ノイズも低減される。なぜならば、放射ノイズはスイッチング電源回路内部の電流変化が電磁波となり外部に放射されるものであり、本発明はその電流変化も、周波数領域で分散するからである。

【0076】尚、各実施例では三角波信号の最大値を検出してサンプリング信号を得ているが、三角波信号の最小値を検出してサンプリング信号を得るようにしてもよい。

【0077】また、三角波信号としては図9の波形の他にのこぎり波形を持つものを用いてもよい。

【0078】図11は変調用信号発生回路12の具体的な回路構成を示すもので、オペアンプ12aを用いた正弦波発生回路に構成されている。発振周波数を抵抗12b、12c、12dとコンデンサ12e、12f、12gで決定することにより、正弦波電圧としての変調用信号e<sub>1</sub>を得るようにしている。

【0079】このように構成することにより、従来のように、ロジック用IC、クロック用IC、DA変換用IC等を必要とせず、回路構成を簡単にする事ができる。また、各ICを駆動するクロックによるノイズの発

50

13

生もない。また、バラツキも少なく、外部ノイズの影響も受けにくい。また上記構成で、サンプリングの度に異なった変調用信号 $e$ 。を得ることができるわけは、三角波信号 $8$ とは異なった周波数帯域で、上記正弦波は振幅しており、かつ、サンプリングのタイミングがサンプリングの度に異なるため、三角波信号 $8$ と変調用信号 $e$ 。とは同期することが無いためである。図11では、正弦波信号を変調用信号 $e$ 。としたが、三角波でもよい。以上のような構成で、変調用信号 $e$ 。を生成し、この変調用信号 $e$ 。の周波数、振幅値を調整することにより、三角波信号 $8$ の周波数領域での分散を制御することができる。

【0080】図12は三角波信号発生回路の変調部分及び他の回路部から成る制御部の構成例を示す回路構成図である。

【0081】図において、17は三角波信号を発生する充放電用コンデンサ、18は抵抗、19は抵抗18と共にコンデンサ17の充放電定数を決定するトランジスタで、サンプルホールド回路13からの変調用の制御信号により抵抗値が制御される。20は三角波信号発生回路7の一部と比較回路9、ドライブ回路10等を含む制御IC回路であり、スイッチング信号11を出力する。

【0082】上記構成によれば、サンプルホールド回路13から出力される制御信号によりトランジスタ19が制御されることにより、コンデンサ17の充放電が制御され、三角波信号の傾斜が変化することにより、三角波信号の周波数が変調される。制御IC回路20はスイッチングレギュレータ用として市販のものがあるので、この制御IC回路20にコンデンサ17、抵抗18、トランジスタ19を外付けするだけで、容易に構成することができる。

【0083】尚、トランジスタ19はFET、フォトカップラ等でもよく、また接続は抵抗18と直列でもよい。また微細な制御のため複数の抵抗、トランジスタ、FET、フォトカップラで構成してもよい。広く用いられているスイッチングレギュレータ用制御IC回路が利用可能なため、通常ICに備わっている過電圧抑制回路、過電流抑制回路、フィードバック回路等がそのまま利用でき、回路設計を簡素化できる。

【0084】尚、このようなICの例としてTL494、 $\mu$ PC1094等がある。

【0085】

【発明の効果】以上のように、コンデンサの充放電により発生され、かつその周波数が所定範囲でランダムに変調される三角波信号と出力電圧とを比較することにより、PWM制御されたスイッチング信号を得るようにしたスイッチングレギュレータにおいて、請求項1の発明によれば、三角波信号の最大値又は最小値を検出し、三角波信号とは異なる一定の周波数、振幅を有する変調用信号を上記検出に応じてサンプリングして保持し、サン

(8)

特開平7-312863

14

プルホールドされた信号を三角波信号の周波数変調用の制御信号として用いるように構成したので、三角波信号発生回路を構成するコンデンサが充電・放電を完了する毎に、すなわち三角波信号が所定の最大値又は最小値に達する毎に周波数変調動作が開始されるので、三角波信号の波形が乱れる等の乱調がなくなり、精度の良い制御を行うことができる。また、スイッチングレギュレータに生じるノイズを周波数領域で分散させ、そのピークレベルを大幅に低減することができる。また、その際の回路素子の選択、設計も容易で、かつ簡単な回路構成により実現することができる効果がある。

【0086】請求項2の発明によれば、三角波信号の周波数をその中心周波数の略り、 $8 \sim 1.2$  倍の範囲で変調可能にするように構成したので、トランスが飽和することがなく、スイッチングレギュレータに生じるノイズを周波数領域で分散させ、そのピークレベルを大幅に低減することができる。また、その際の回路素子の選択、設計も容易で、かつ簡単な回路構成により実現することができる効果がある。

【0087】請求項3の発明によれば、三角波信号の周波数をその中心周波数の略り、 $8 \sim 1.2$  倍の範囲で変調可能に成すと共に、三角波信号の最大値又は最小値を検出し、三角波信号とは異なる一定の周波数、振幅を有する変調用信号を上記検出に応じてサンプリングして保持し、サンプルホールドされた信号を三角波信号の周波数変調用の制御信号として用いるように構成したので、三角波信号発生回路を構成するコンデンサが充電・放電を完了する毎に、すなわち三角波信号が所定の最大値又は最小値に達する毎に周波数変調動作が開始されるので、三角波信号の波形が乱れる等の乱調がなくなり、精度の良い制御を行うことができる。また、トランスが飽和することがなく、スイッチングレギュレータに生じるノイズを周波数領域で分散させ、そのピークレベルを大幅に低減することができる。また、その際の回路素子の選択、設計も容易で、かつ簡単な回路構成により実現することができる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施例を示すブロック図である。

【図2】第1の実施例のノイズ低減効果を説明するためのグラフである。

【図3】本発明の第2の実施例を示すブロック図である。

【図4】第2の実施例のノイズ低減効果を説明するためのグラフである。

【図5】本発明の第3の実施例を示すブロック図である。

【図6】第3の実施例のノイズ低減効果を説明するためのグラフである。

【図7】三角波信号の変調幅の比率を変え、ノイズビー

(9)

特開平7-312863

15

16

クの低減率を測定した結果を示すグラフである。

【図8】変調幅の比率の定義を説明するための構成図である。

【図9】変調のタイミングを説明するための波形図である。

【図10】変調間隔を変え、ノイズピークの低減率を測定した結果を示すグラフである。

【図11】変調用信号発生回路の具体例を示す回路図である。

【図12】制御部の具体例を示す構成図である。

【図13】従来のスイッチングレギュレータを示す構成図である。

【図14】従来のスイッチングレギュレータにおけるPWM制御方法を説明するためのタイミングチャートである。

【図15】従来のスイッチングレギュレータの伝導ノイズの測定例を示すグラフである。

【符号の説明】

1 電源入力部

\* 2 スwitchング素子

3 トランス

4 整流平滑回路

5 負荷

6 分圧回路

7 三角波信号発生回路

8 三角波信号

9 比較回路

10 ドライブ回路

11 スwitchング信号

12 変調用信号発生回路

13 サンプルホールド回路

14 最大値検出回路

15 入力部

16 全波整流回路

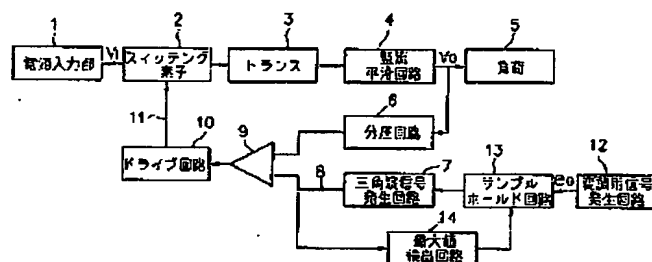
17 コンデンサ

18 抵抗

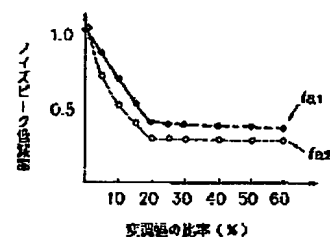
19 トランジスタ

\* 20 制御IC回路

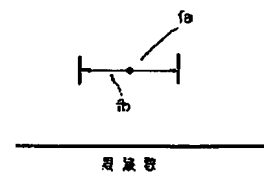
【図1】



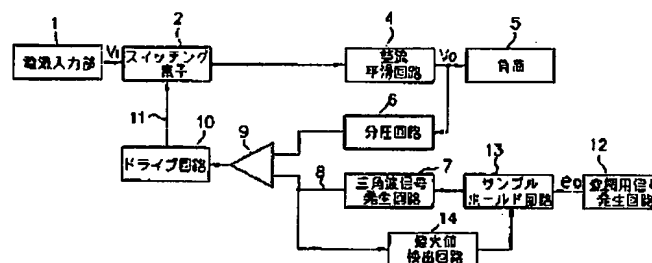
【図7】



【図8】



【図3】



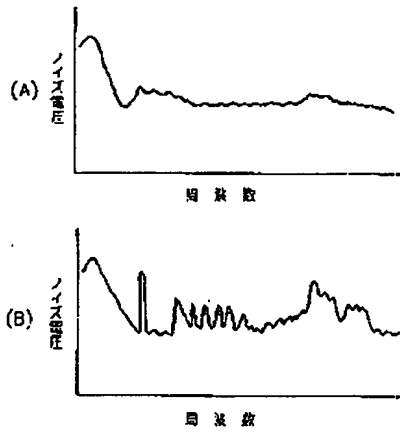
【図15】



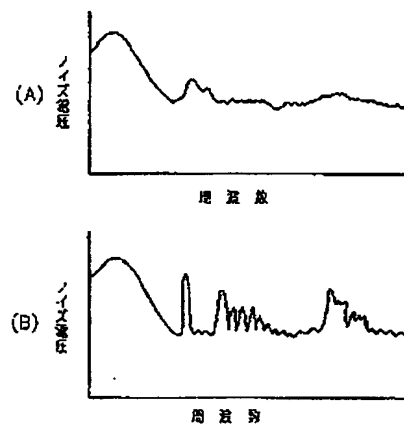
(10)

特開平7-312863

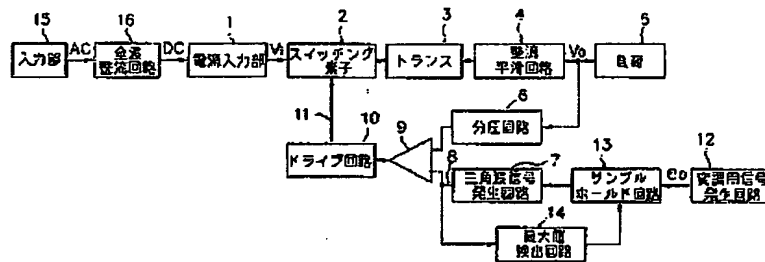
【図2】



【図4】



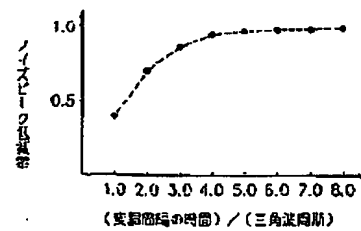
【図5】



【図9】



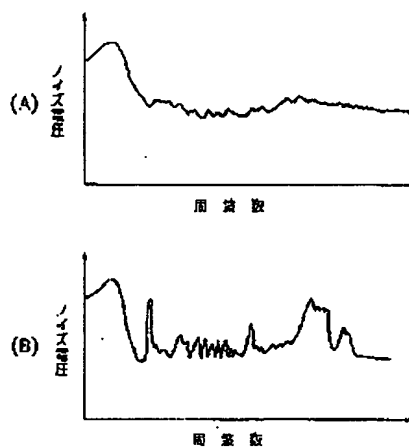
【図10】



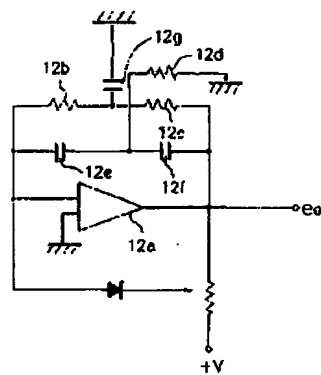
(11)

特開平7-312863

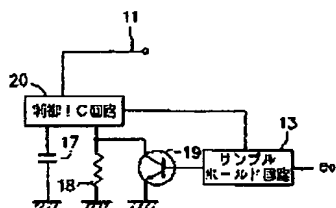
【図6】



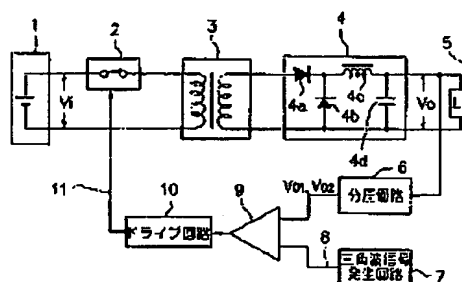
【図11】



【図12】



【図13】



【図14】

